

正方形および長方形わく組振動子を用いた メカニカル・フィルタの二・三の考察と実験

近 野 正・和 泉 裕 彦・富 川 義 朗

工学部電気工学科

ま え が き

これまで電気・機械振動子として音さ、音片、片持棒のような単一共振子を使用されてきた。また最近、筆者⁽¹⁾ならびに尾上ら⁽²⁾によって1個の振動子の双共振を利用した双共振メカニカル・フィルタ（以下双共振 $M \cdot F$ と略称）も開発されその実用化が期待されている。

本文はこの双共振 $M \cdot F$ に関する開発研究の一結果について報告するもので、その振動子にわく組形の共振子を採用したことを特長とする。従来このようなわく組振動子の共振子としての利用はほとんどみられなかったようである。また、このようなわく組共振子は上記の双共振 $M \cdot F$ として利用されるだけでなく、50～100 (c/s) 程度の低い周波数における単一共振子としての応用も考えられ、小形・軽量で外部衝撃に強いなどの特長がありその将来性が期待される。

本文ではまずはじめに正方形わく組振動子の縮退モードを利用した双共振 $M \cdot F$ 、ならびに最低次の基本モード単共振を利用した差動接続形や付加結合子形の $M \cdot F$ 構成について述べ試作測定例も示した。ついで、長方形わく組振動子について同様の考察ならびに試作測定結果を示し、その一・二の構成例は充分実用に供しうることを明らかにした。また実用化にあたっての問題点や新しい構成例の提案などを行っている。

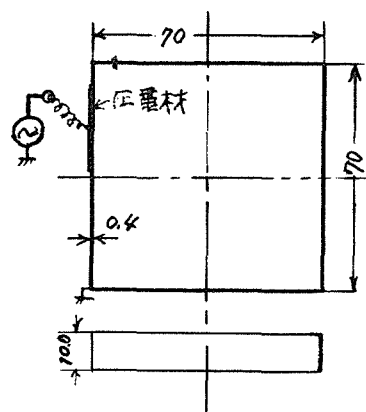
本文では圧電駆動・抽出形の振動子についてだけ述べたが電磁方式（あるいは両方式を混合した方法など）もとくに低周波では有効である。付録にこれら $M \cdot F$ の等価回路ならびに設計条件なども付記した。

1. 正方形わく組振動子について

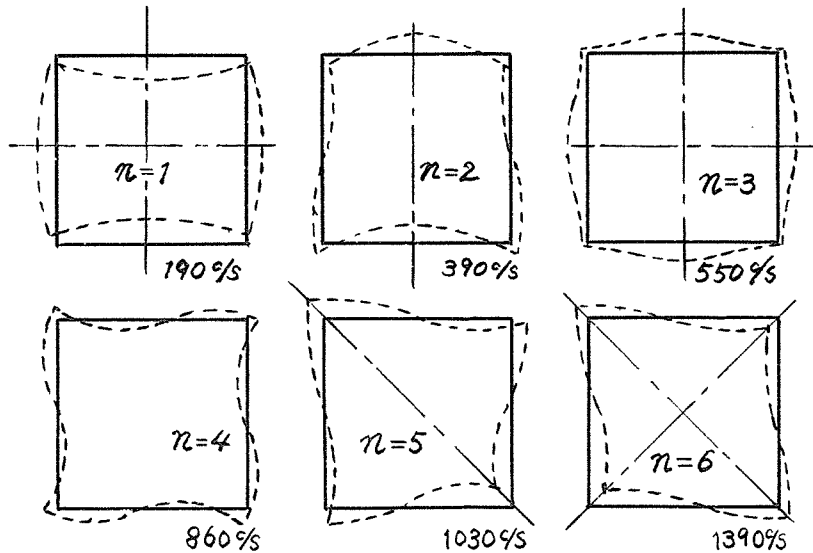
本章では、同一長さの一樣棒を互に直角に接合した正方形わく組振動子の面水平振動とその機械フィルタとしての応用について述べる。

1.1 振動モードと振動次数

まず、正方形わく組振動子の振動次数とそのモードを知るため予備実験として、第1図に示すような、大きめの試料を作り、圧電駆動で励振しストロボで振動モードの観察を行った。なお、振動モードについては定量的ではないが、奥村氏の理論考察⁽³⁾もあるので参考とした。第2図はその一測定結果で、薄い正方形わく組の場合は、その各角部がわずかながら移動することも認められる。同図の $n=2$ なら



第1図：第2図における試料寸法
(単位mm)



第2図；振動次数と振動モード

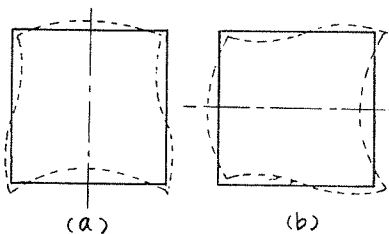
びに $n=5$ は、それぞれ縮退モードであり、理論的に均一・対称構造であればそれぞれ同一の共振周波数値を与える。

1.2 縮退モードを用いた双共振 $M \cdot F$ について

前節では正方形わく組振動子の比較的低い次数 ($n=2$ あるいは $n=5$) において縮退があることを示した。この縮退モードの周波数は、わずかに幾何学的非対称を与えることによって2つの共振周波数に分離することができる。たとえば、後述の第4図に示す付加質量法あるいは切り込み法などもその一例である。このようにして、1個の縮退モード振動子を用いて双共振 $M \cdot F$ を容易に構成することができる。なお、双共振 $M \cdot F$ の構成条件、等価回路などは付録に示した。

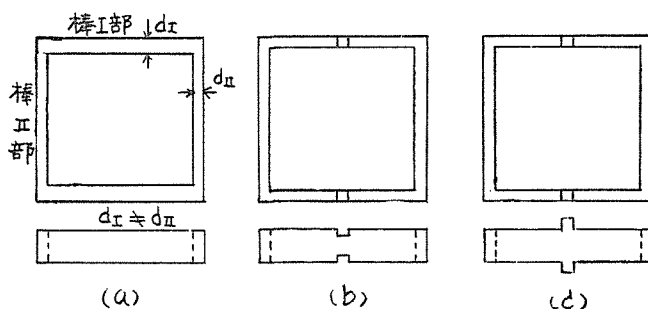
(1) 縮退モード ($n=2$) 利用の双共振 $M \cdot F$

$n=2$ の縮退モードは比較的次数が低く、第3図に示すように各モードの対称軸は 90° 異なっている。この振動子に不均一さを与えて双共振特性をもたせるには、いろいろの方法が考えられる。第4図 (a), (b), (c) はその一例で、隣り合う振動辺のインピーダンスをわずかに異ならせたものである。同図 (a) は、棒Ⅰ部と棒Ⅱ部の厚さをわずかに異ならせたもの、同図 (b) は棒Ⅰ部（あるいは棒Ⅱ部）の中央点に質量を付加したもの、同図 (c) は棒Ⅰ部（あるいは棒Ⅱ部）の中央点に切込みを入れその等価質量やスティフネス値を不等値としたものである。

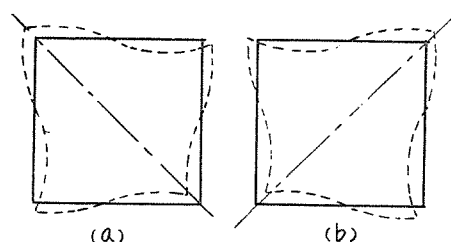

第3図；縮退モード ($n=2$)

本構成で双共振 $M \cdot F$ を構成する場合、この振動子はプレス加工が可能で製作も容易であり、上記のようにその周波数調整も比較的容易であるが、両モードに共通な節点がなく支持に困難な点が欠点である。ただし、厚い正方形わく組の場合はその角部を支持することも可能である。また、駆動に当っては $n=4$ のモードを

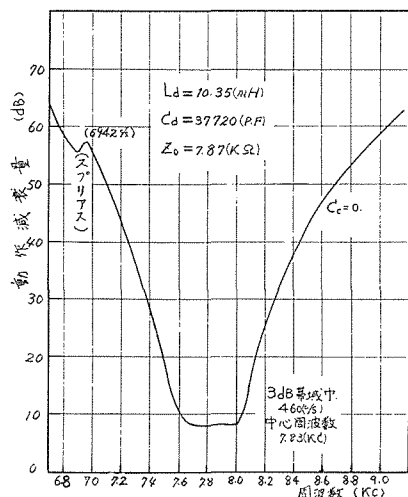
励振しないように駆動する
対策も必要である。この縮
退モード ($n=2$) を利用す
る双共振 $M \cdot F$ は、 $n=4$
の高次モードがスプリース
として大きく現われる場合
もありその対策ならびに支
持対策なども問題となるの
で、次節の場合についてだ
け詳しく実験を行った。



第4図：周波数調整の一例 ($n=2$ の場合)



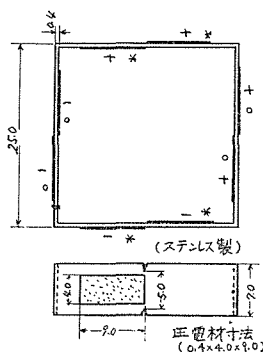
第5図：縮退モード ($n=5$)



第6図：縮退モード ($n=5$) 利用双
共振 $M \cdot F$ の一測定例

(2) 縮退モード ($n=5$) 利用の双共振 $M \cdot F$

この場合は、前章の場合より振動の次数は
高くなり、その各縮退モードの対称軸は互に
45° 異なっている。この $n=5$ の縮退モード
は第5図 (a), (b) のようなモードとなるか
ら、前節の場合のような縮退共振周波数の分
離に対する良策はないが、本実験では棒I部
の中央に巾方向の切込みを入れ、両モードに
対する各等価インピーダンス値を不等にした。
第6図は本構成による $M \cdot F$ の一測定例
で、試料寸法と圧電材配置を第7図に示す。



第7図：第6図の試料寸法
(○印：駆動，*印：抽出)

材料は比較的薄い
ステンレス板 (厚
さ 0.4 mm) を用
い、接合部はスポ
ット溶接を行って
いる。なお、この
種双共振 $M \cdot F$ の
実用化に際して
は、比帯域巾の調
整などについてさ
らに研究が必要で
ある。

1.3 縮退モードを用いた双共振 $M \cdot F$ の問題点

つぎに、縮退モード双共振 $M \cdot F$ の実用化の見地から二・三の問題点について考察を行
う。一般に、圧電材接着駆動方式は圧電材の伸び振動を利用し、他の振動モードも同時に
励振している。また一方第2図で示したようにわく組振動子の各角部は移動するから、各
辺は軸方向の伸縮力を受ける。したがって、振動子の対象とするモードのレスポンスを大
にするような有効な圧電材極性配置、すなわち各振動モードに適応した圧電材の極性配置
が必要となる。すなわち、従来の圧電材接着音片に対するような屈曲振動だけを考慮した

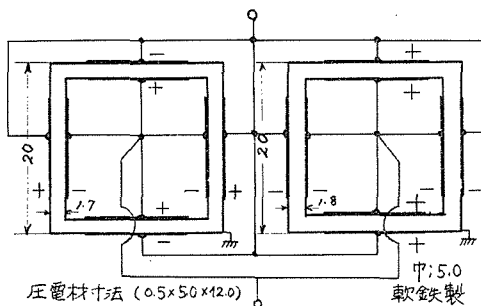
圧電材極性配置だけでは不十分で、他のモードがスプリアスとして発生する場合もある。また、屈曲振動の節線に相当する位置も角部の移動によって完全静止点とならないため、支持位置が問題となる。

つぎに、一・二の例について説明する。 $n=2$ の双共振子利用の場合、その圧電材の極性配置を第8図のように行うと、 $n=5$ のモードも励振されるほか、 $n=4$ の高次振動が近傍に現われる場合も観測された。また、第7図のように圧電材の接着配置された $n=5$ のモードの振動子では、 $n=2$ のモードならびに高次モードが比較的強く励振される。たとえば、第7図の試料寸法では $n=5$ の $7.8(KC)$ に対し、 $2.8(KC)$ ($n=2$)と $16.5(KC)$ (高次振動) にスプリアスが観測された。

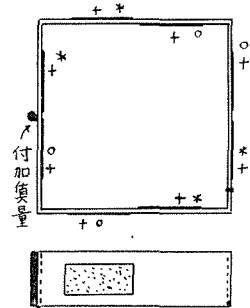
1.4 $n=1$ モード利用の $M \cdot F$

前節では、1個の振動子の双共振利用について述べたが、最低次の単共振モードも有効である。本節では、このような単共振子の $M \cdot F$ 構成について述べる。この $n=1$ のモードは、(i) 規準定数が最も小さくこれ以下にレスポンスがないこと、(ii) 圧電材を四辺に接着すれば容量比が改善できるばかりでなく、高次モードを比較的広範囲に抑圧除去することができ、スプリアス・レスポンスが軽減できる。

単共振子を用いる $M \cdot F$ 構成法としては差動接続形や付加結合子形があるが、容量比が小さく、安定で、スプリアスの少ない良好な単共振子さえ得られれば、いずれの方法でもすぐれたフィルタ特性が得られる。



第9図：差動接続形構成図 ($n=1$ の場合)



第8図：圧電材極性配置 ($n=2$ の場合)
(○印：駆動，*印：抽出)

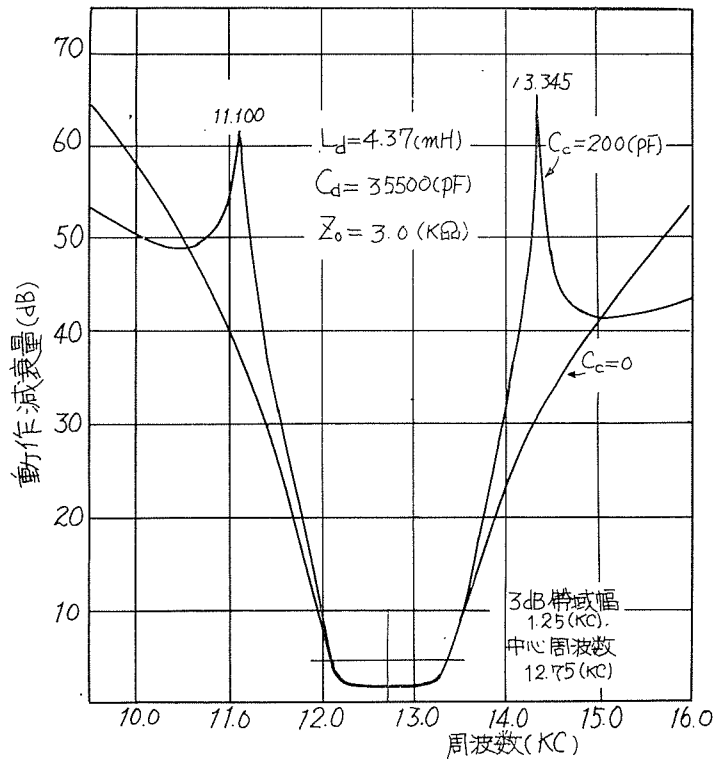
(1) 差動接続形構成 $M \cdot F$ ^{(4), (6)}

圧電振動子の差動接続形 $M \cdot F$ 構成には、2個の共振子の力係数や Q が等しいことなどの条件が必要であるが、機械的な結合子付加の必要もなく、また理想変成器も必要としないため、フィルタ構成は容易である。第9図はこの差動接続形 $M \cdot F$ の一構成例で、その測定結果を第10図に示す。予測された高次スプリアス振動は横振動第3次の $90(KC)$ 、縦振動

第1次の $130(KC)$ で、いずれも主振動 $13(KC)$ より相当離れている。なお、支持は振動子の四角を細い針でささえゴムクッション上に固定した。本構成の $M \cdot F$ は、高次振動のスプリアスも少なく、容量比が比較的小さく、広帯域形低周波用として有効と思われる。なお、設計の条件式は付録に示した。

(2) 結合子形構成 $M \cdot F$ ⁽⁶⁾

結合子形の複合機械フィルタ構成としては、第11図(a), (b), (c)に示すようなよじり結合子形、たわみ結合子形および縦結合子形の各種構成が考えられ、後者のもののほど広帯域に適する。この種の複合機械フィルタについては現在試作測定を行っているので、本文ではその構成の提案だけにとどめる。

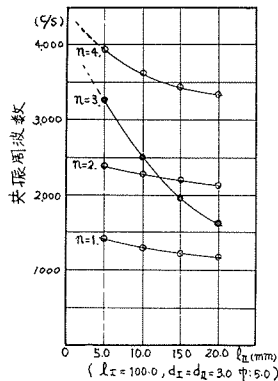


第10図；差動接続形 $M \cdot F$ ($n=1$ 利用) の一測定例

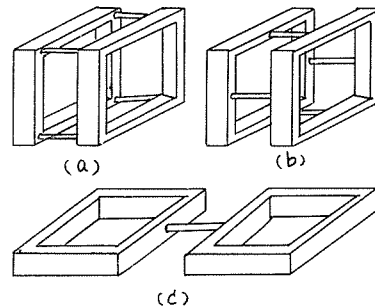
2. 長方形わく組振動子について

長方形わく組振動子の回路網解析については、
筆者の一人が先に本紀要に発表している⁽⁷⁾。本
文ではさらにその双共振利用にまで拡張した結果
について述べる。

第12図は棒Ⅰ部の長さ l_1 ならびに棒Ⅰ部と棒Ⅱ
部の厚さ、巾を一定
とし、棒Ⅱ部の長さ
 l_2 だけ変化した場合
の共振周波数の測定



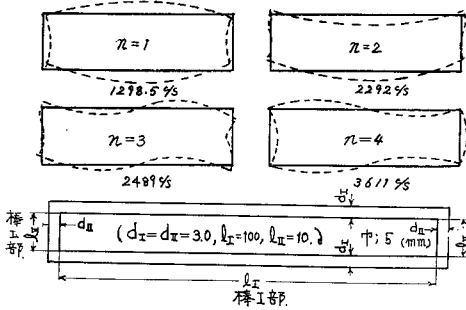
第12図；振動次数と共振
周波数



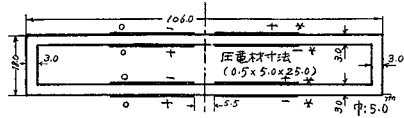
第11図；各種結合子形構成 $M \cdot F$
($n=1$ 利用)

結果で、第13図はその共振周波数と振動モードの一例であ
る。第12図の交点は両モードが縮退することを意味するから、
このような寸法に振動子を設定すれば、長方形わく組振
動子の双共振子が得られるわけで、その双共振 $M \cdot F$ 利用も
考えられる。本章では、まづこのような双共振 $M \cdot F$ 利用に
ついて述べ、ついで低周波を対象とする単共振利用について
付言する。

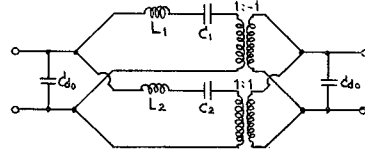
2.1 縮退モード利用の双共振 $M \cdot F$ について



第13図；振動次数と振動モード



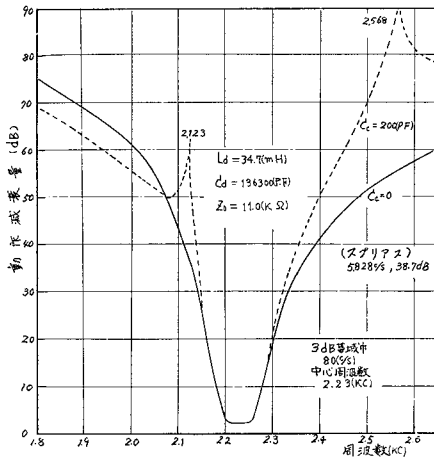
第14図；第16図における試料寸法
(○印；駆動，*印；抽出)



第15図；等価電気回路

- (1) $n=2$ と $n=3$ のモードを利用した双共振 $M \cdot F$

この双共振 $M \cdot F$ は $l_n = 1.2\text{cm}$ における $n=2$ と $n=3$ の交差，すなわち縮退を利用する構成である。第14図のような構造・寸法の長方形わく組振動子に図示のような圧電材の接着配置を行うと，その等価電気回路は第15図に示すような帯域フィルタ回路となる。したがって，その入出力端子に並列（あるいは直列）にインダクタンス L_d を接続挿入すれば，より広帯域のフィルタ特性が得られる。第16図はその一測定例（ $f_{n=3} > f_{n=2}$ に設定）である。同図の実線は入出力端子間のブリッジ容量 $C_c = 0$ の場合，点線は $C_c = 200$ (P·F) 挿入の場合である。一般に，双共振 $M \cdot F$ では対称の無極性を得るには，両共振モードの等価インダクタンスを等しく（ $L_1 = L_2$ ）する必要がある，それが設定されない場合には，上下いずれかの減衰域に減衰極が一つ生じる。また，入出力端子間にブリッジに容量 C_c を挿入して有極特性を得る場合も， $L_1 = L_2$ の場合は対称有極性となるが $L_1 \neq L_2$ の場合は非対称性となる。第16図が非対称特性となっているのもこの理由による。



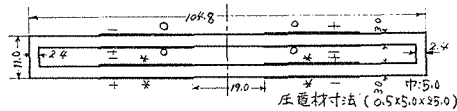
第16図；双共振 $M \cdot F$ ($n=2$ と $n=3$ 利用) の一測定例

両モードに共通な節点がなく支持が困難で実用化はあまり期待できないようである。

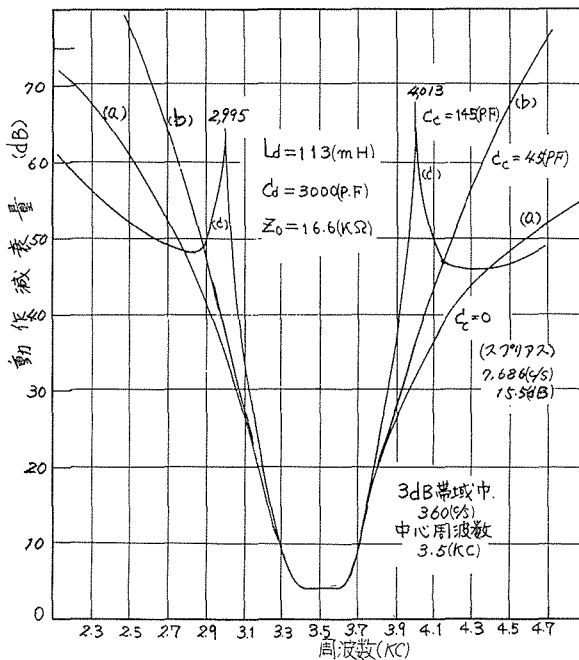
- (2) $n=3$ と $n=4$ を利用した双共振 $M \cdot F$

つぎに，第12図での $n=3$ と $n=4$ のモードは l_n が小になると接近することから，この両モードの縮退を試みた。すなわち，棒Ⅱ部の厚さ d_n を減少すると， $n=4$ のモードは共振周波数は降下し， $n=3$ のモードのそれは上昇するから交差，すなわち縮退も考えられる。第17図はその測定結果で予測の正しいことを証明している。そこで第18図のような圧電材配置の下に $f_{n=3} < f_{n=4}$ に設定し，前同様に入出力端子に並列にインダクタンス L_d を挿入してそのフィルタ特性を測定し第19図の結果が得られた。特性曲線 (a) は $C_c =$

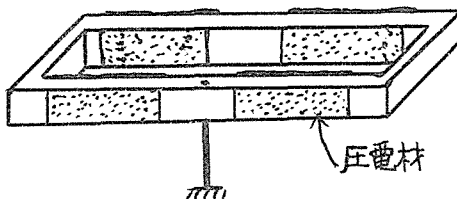
0 の場合、特性曲線 (b) と (c) は $C_c=45 (P \cdot F)$ と $C_c=145 (P \cdot F)$ の場合で、両モードの等価インダクタンスがほぼ等しいため ($L_1 = L_2$)、フィルタ特性も対称となっており、十分実用に供しうる結果を与えている。また、このモード組合せの双共振子は前節の場合と異なり、第13図の $n=3$ および $n=4$ のモード図にもみられるように、その中央部で第20図のように支持することも可能でその実用化が期待される。



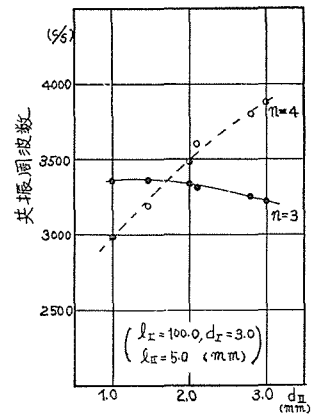
第18図；第19図における試料寸法
(○印；駆動，*印 抽出)



第19図；双共振 $M \cdot F$ ($n=3$ と $n=4$ 利用) の一測定例



第20図；支持法 ($n=3$ と $n=4$ 利用の場合)



第17図；振動次数と共振周波数

2.2 単共振子としての応用

前節では、双共振モード利用の $M \cdot F$ について述べたが、本節では、 $n=1$ の最低次の単共振とその応用について述べる。

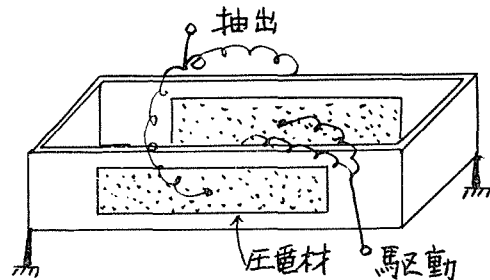
安定で容量比が小さく、スプリアスの少ない単共振子さえ得られれば、前節の正方形わく組振動子の場合でも述べたようにその差動接続形としてあるいは付加結合子形として帯域フィルタの構成ができる。

また、わく組構造であるため非常に薄い銅片とすることができるから、1 (KC) 以下の低周波における単共振子としての応用も考えられる。従来、低周波振動子としては、付加質量をほどこした片持棒形が多く使用されているが、付加質量形は外部衝撃に弱く、また支持をより丈夫にする必要がある。これに対し、筆者らは軽くて丈夫なそして安定な低周波振動子として第21図のようなわく組振動子の採用を提案する。この振動子は高次振動の抑圧も可能であるから

スプリアスの心配もなくその広い実用化が期待される。

むすび

以上、正方形および長方形わく組振動子の縮退モード利用による双共振 $M \cdot F$ 、ならびに最低次モード利用による単共振子あるいはその差動接続形 $M \cdot F$ 構成について述べた。



第21図；単共振子の構造

すなわち、第一章の正方形わく組振動子では、2種の縮退モードを示し、それらを用いた双共振 $M \cdot F$ 構成上の問題点を考察した。さらに、比較のスプリアスが少なく、容量比が小さい（50前後）最低次モード利用の単共振子による差動接続形 $M \cdot F$ 構成の一測定例を示し、結合子を有する複合 $M \cdot F$ 構成についても付言した。

第二章の長方形わく組振動子では、2種の縮退モードを示し、充分実用に供しうる双共振 $M \cdot F$ の一測定例を示した。さらに、わく組構造による低周波用単共振子の可能性も指摘した。

従来、わく組構造の振動子を利用した共振子あるいは $M \cdot F$ の発表例は少ない。しかしこのようなわく組構造の振動子は、今まで用いられてきた他の振動子にみられない振動モードを示し、また縮退モードも多い。本研究は、これら振動子の実用性を指摘し、今後のこの種振動子開発の一例とした。

（本文の一部は、電子通信学会、ならびに電気四学会東北支部大会において講演発表した。）

文 献

- (1) 近野，富川；“双共振音片振動子を用いた電気・機械フィルタ” 電子通信学会誌，**50**，8，60（昭42－8）。
- (2) 尾上，高岡；“屈曲－屈曲多重モード圧電振動子” チタン酸バリウム実用化研究会資料（昭41－4）。
- (3) 奥村；“構造物の振動問題に関する一寄与”，博士申請論文（早稲田大学），（1955）。
- (4) 近野，富川，高野；“差動接続形音さフィルタについて” 山大紀要（工学），**9**，2，501（昭41－1）。
- (5) 日下部，近野，青木；“差動接続形音片フィルタについて” チタン酸バリウム実用化研究会資料（昭42－7）。
- (6) 富川，近野，日下部，安孫子；“横振動共振子の複合機械フィルタについて” 山大紀要（工学），**8**，1，113（昭39－1）。
- (7) 中村，杉山，近野；“Dynamical analogy とその応用について” 山大紀要（工学），**7**，1，131（昭37－3）。

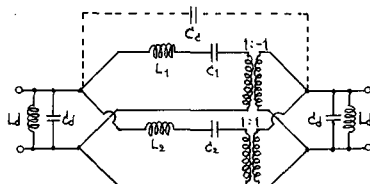
付 録

1. 双共振 M・F の等価回路ならびに設計条件

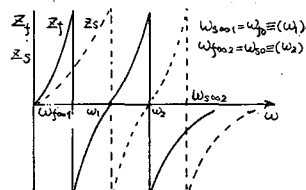
1. 入出力端に並列にインダクタンス L_d を挿入した場合

i) 入出力端子間にブリッジ容量 C_e を付加しない場合

第A-1図はその等価回路である。本構成フィルタの設計条件は第A-2図で示され



第A-1図；等価回路 (L_d 並列挿入の場合)



第A-2図；リアクタンス特性

$$\omega_{s\infty 1} = \omega_{f0}, \quad \omega_{f\infty 2} = \omega_{s0}, \quad (1)$$

すなわち

$$\left. \begin{aligned} L_d &= \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 / 2 \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \\ C_d &= 2(C_1 + C_2) / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

のように与えられ、下側遮断角周波数 ω_{c1} 、上側遮断角周波数 ω_{c2} 、ならびに中心角周波数 ω_0 における特性インピーダンス z_0 は

$$\left. \begin{aligned} \omega_{c1} &\equiv \omega_{f\infty 1} = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \cdot \omega_d, & \omega_{c2} &\equiv \omega_{s\infty 2} = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \cdot \omega_d, \\ \omega_0^2 &= \omega_{c1} \cdot \omega_{c2} = \omega_d^2, & \omega_d^2 &= 1 / L_d C_d \\ z_0 \Big|_{\omega=\omega_0} &= \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

となるから通過比帯域幅 B は

$$B = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_0} = \frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \leq \sqrt{\frac{2(C_1 + C_2)}{C_{d0}}} \quad (4)$$

のように与えられる。

ii) 入出力端子間にブリッジ容量 C_e を付加した場合

本構成は有極形となり、その設計条件は

$$\left. \begin{aligned} L_d &= \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 / 2 \left\{ \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + C_e (\omega_2^2 - \omega_1^2) \right\} \\ C_d &= 2 \left\{ \left[(C_1 + C_2) / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \right] + C_e / \left\{ \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 - 1 \right\} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

となり、下側遮断角周波数 ω_{c1} 、上側遮断角周波数 ω_{c2} 、および中心角周波数 ω_0 における特性インピーダンス z_0 は

$$\left. \begin{aligned} \omega_{c1} &= \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \cdot \omega_d, & \omega_{c2} &= \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \cdot \omega_d / \sqrt{1 + \frac{2C_e}{C_d}} \\ z_0 \Big|_{\omega=\omega_0} &= \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \sqrt{1 + \frac{2C_e}{C_d}} \right) & \omega_d^2 &= 1 / L_d C_d \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

となるから通過比帯域幅 B は

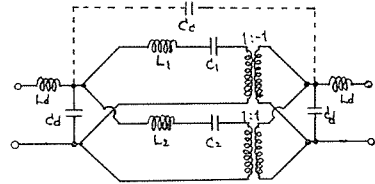
$$B = \left\{ \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) / \sqrt[4]{1 + \frac{2C_c}{C_d}} \right\} - \left\{ \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \cdot \sqrt[4]{1 + \frac{2C_c}{C_d}} \right\} \div \frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (7)$$

のように与えられ C_c の値が C_d の値に比べて小さい場合は (5) 式、遮断角周波数、通過比帯域幅はこれを考慮しないとときと大差はない。

2. 入出力端に直列にインダクタンス L_d を挿入した場合

i) 入出力端子間にブリッジ容量 C_c を付加しない場合

第A-3図はその等価回路である。この場合の設計条件は



第A-3図；等価回路
(L_d 直列挿入の場合)

$$\left. \begin{aligned} C_d &\div 2(C_1 + C_2) / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \\ L_d &\div \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 / 2 \left\{ \frac{1}{L_1} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) + \frac{1}{L_2} \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

で与えられる。また、下側遮断角周波数 ω_{c1} 、上側遮断角周波数 ω_{c2} 、および通過比帯域幅は

$$\left. \begin{aligned} \omega_{c1} &= \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot \omega_d / \sqrt{1 + \frac{2C_2}{C_d}} & \omega_{c2} &= \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \omega_d / \sqrt{1 + \frac{2C_2}{C_d}} \\ B &= \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot 4 \sqrt{\frac{1 + \frac{C_2}{C_d}}{1 + \frac{2C_1}{C_d}}} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot 4 \sqrt{\frac{1 + \frac{2C_1}{C_d}}{1 + \frac{2C_2}{C_d}}} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \left(\frac{2C_1}{C_d}, \frac{2C_2}{C_d} \ll 1 \right) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

となり L_d 並列挿入の場合とあまり変わらない。

ただし、中心角周波数 ω_0 における特性インピーダンス z_0 は

$$z_0 \Big|_{\omega=\omega_0} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d} \left\{ \frac{\omega_2}{\omega_1} / \sqrt{1 + \frac{2C_1}{C_d}} - \frac{\omega_1}{\omega_2} / \sqrt{1 + \frac{2C_2}{C_d}} \right\} \div \sqrt{\frac{L_d}{C_d} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)}} \quad (10)$$

となり、 L_d 並列挿入の場合よりも相当小さくなる。

ii) 入出力端子間にブリッジ容量 C_c を付加した場合

この場合は有極構成となりその設計条件は

$$\left. \begin{aligned} C_d &\div 2(C_1 + C_2) / \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \\ L_d &\div \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \left\{ \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + C_c(\omega_2^2 - \omega_1^2) \right\} / \left[2 \left\{ \frac{1}{L_1} \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) + \frac{1}{L_2} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + C_c \cdot \omega_1 \cdot \omega_2 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \right\}^2 \right] \left(\frac{2C_c}{C_d}, \frac{2C_1}{C_d}, \frac{2C_2}{C_d} \ll 1 \right) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

となる。また、遮断角周波数、および通過比帯域幅は

$$\left. \begin{aligned} \omega_{c1} &= \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \cdot \omega_d / \sqrt{1 + \frac{2C_2}{C_d + 2C_c}} \div \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \cdot \omega_d \\ \omega_{c2} &= \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \cdot \omega_d / \sqrt{\left(1 + \frac{2C_c}{C_d} \right) \left(1 + \frac{2C_1}{C_d} \right)} \div \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \cdot \omega_d \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

$$B = \frac{\omega_2}{\omega_1} 4 \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{2C_2}{C_d + 2C_e}\right)}{\left(1 + \frac{2C_e}{C_d}\right)\left(1 + \frac{2C_1}{C_d}\right)}} - \frac{\omega_1}{\omega_2} 4 \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{2C_e}{C_d}\right)\left(1 + \frac{2C_1}{C_d}\right)}{1 + \frac{2C_2}{C_d + 2C_e}}} = \frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (13)$$

となる。中心角周波数 ω_0 における特性インピーダンス z_0 は

$$z_0 \Big|_{\omega=\omega_0} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \left\{ \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{1 + \frac{2C_1}{C_d + 2C_e}}{\left(1 + \frac{2C_1}{C_d}\right)\left(1 + \frac{2C_e + 2C_2}{C_d}\right)}} - \frac{\omega_1}{\omega_2} \sqrt{\frac{1 + \frac{2C_e}{C_d}}{1 + \frac{2C_e + 2C_2}{C_d}}} \right\} \quad (14)$$

で与えられる。

Some Considerations and Experimentations of Electro-mechanical Filters used the Vibrator of the Square and the Rectangular Framework.

Masashi KONNO, Hirohiko IZUMI and Yoshiro TOMIKAWA

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

This paper deals with electro-mechanical filters consisting of the vibrating frameworks which are driven piezo-electrostrictively.

First, experimental results of the resonant modes of a square framework are described. Electro-mechanical filters utilizing a pair of degenerating modes among them is discussed and it can be said that degenerating modes in such a vibrator are useful for an electro-mechanical filter.

Secondary, a differential type filter which consists of the frameworks vibrating in the fundamental mode is discussed experimentally. In this filter, any spurious responses are not observed over the wide range of frequencies.

Lastly, it is also described that the vibrator of a rectangular framework can be used as well as the one of the square framework mentioned above.